

DEUTSCHES
PATENTAMT

- ②① Aktenzeichen: P 32 28 993.6
 ②② Anmeldetag: 3. 8. 82
 ④③ Offenlegungstag: 9. 2. 84

Patentamt
 Bonn

DE 32 28 993 A 1

⑦① Anmelder:
 Siemens AG, 1000 Berlin und 8000 München, DE

⑦② Erfinder:
 Hoffmann, Reinmut, Dipl.-Ing., 8034 Germering, DE

⑤⑤ Recherchenergebnisse nach § 43 Abs. 1 PatG:

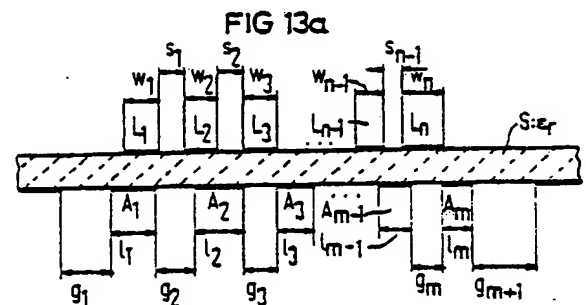
DE-AS	19 29 672
DE-OS	29 07 837
=DD	1 35 016
DE-OS	28 33 772
DE-OS	28 07 871
DE-OS	27 23 163
DE-OS	26 58 364
DE-OS	23 35 778
DE-OS	22 64 112
DE-OS	22 60 240
DE-OS	21 62 511
DE-OS	21 54 814
DE-OS	21 38 315
DE-OS	20 47 680
DE-OS	20 10 098
DE-OS	15 41 728
AT	3 41 598
GB	11 70 204
US	42 88 761
US	42 11 986
US	36 44 850
US	29 68 012

BEST AVAILABLE COPY

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem, bestehend aus n parallelen Streifenleitern

Die Erfindung betrifft ein Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem, bestehend aus n parallelen Streifenleitern (L_1, L_2, \dots, L_n), die die Länge l und untereinander gegebenenfalls unterschiedliche Breitenabmessungen (w_1, w_2, \dots, w_n) haben und die weiterhin untereinander in gegebenenfalls unterschiedlichen Abständen (s_1, s_2, \dots, s_{n-1}) auf der Oberseite eines Substrates angeordnet sind, dessen Unterseite mit einer Massemetallisierung versehen ist. Aufgabe der Erfindung ist es, bei solchen Mehrleitersystemen die elektrischen Eigenschaften idealer TEM-Mehrleitersysteme möglichst zu erreichen. Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß auf der Unterseite des Substrates (S) ein aus m weiteren parallelen Streifenleitern bestehendes Massemehrleitersystem ($A_1 \dots A_m$) mit gegebenenfalls unterschiedlichen Breiten ($b_1 \dots b_m$) angeordnet ist, daß diese weiteren Streifenleiter etwa die Länge l haben und an den Enden parallelgeschaltet sind und sich auf Massepotential befinden und untereinander bzw. zur restlichen Massemetallisierung durch Spalte (g_1, \dots, g_{m+1}) getrennt sind. (32 28 993)



- 5
1. Mikrowellen-Microstrip-Mehrleiterlystem, bestehend aus
n parallelen Streifenleitern ($L_1, L_2, \dots L_n$), die die
Länge 1 und untereinander gegebenenfalls unterschiedliche
Breitenabmessungen ($w_1, w_2, \dots w_n$) haben und die weiter-
10 hin untereinander in gegebenenfalls unterschiedlichen Ab-
ständen ($s_1, s_2, \dots s_{n-1}$) auf der Oberseite eines di-
elektrischen Substrates angeordnet sind, dessen Unter-
seite mit einer Massemetallisierung versehen ist, d a -
d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß auf der
15 Unterseite des Substrates (S) ein aus m weiteren parallelen
Streifenleitern bestehendes Massemehrleitersystem
($A_1 \dots A_m$) mit gegebenenfalls unterschiedlichen Breiten
($b_1 \dots b_m$) angeordnet ist, daß diese weiteren Streifen-
leiter, die parallel zu den auf der Oberseite des
20 Substrates angeordneten Streifenleitern ($L_1 \dots L_n$) ver-
laufen, etwa die Länge 1 haben und an den Enden parallel
geschaltet sind und sich auf Massepotential befinden und
untereinander bzw. zur restlichen Massemetallisierung
durch Spalte ($g_1, \dots g_{m+1}$) getrennt sind, und daß ein
25 Streifenleiter (z.B. A_1) oder eine Gruppe von Streifen-
leitern (z.B. A_1 bis A_{i+k}) dieses Massemehrleitersystems
($A_1 \dots A_m$) sich ungefähr mittig unterhalb der auf der
Oberseite liegenden Gruppe von n parallelen Streifen-
leitern ($L_1 \dots L_n$) befindet. (Fig. 13)

Patentansprüche

2. Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch seine Einbringung in ein ebenfalls auf Massepotential liegendes metallisches Gehäuse derart, daß der Abstand (e) vom Gehäuseboden (B) in der gleichen Größenordnung liegt wie die Breite ($b_1, \dots b_m$) eines der einzelnen Leiter ($A_1 \dots A_m$) des Massemehrleitersystems (Fig. 14).
- 30 3. Mikrowellen-Microstrip-Mehleitersystem nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch seine Verwendung als Zweileiterkoppler (Fig. 15, 16).

Neuer Patentanspruch 4
(tritt an die Stelle des bisherigen Patentanspruches 4)

Aktenzeichen:
P 32 28 993.6
Unser Zeichen:
VPA 82 P 1621

4. Mikrowellen-Mehrleitersystem nach Anspruch 1 oder 2,
g e k e n n z e i c h n e t durch seine Verwendung als
Mehrleiter - , insbesondere als Vierleiter-Interdigital-
koppler (Fig. 17, 18).

5. Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß an den Interdigitalkoppler eine Kopplanarleitung (D_1 , D_2) angeschaltet ist bzw. eine Kompensations-Kapazität (C_D) wirksam ist (Fig. 19a, b).
6. Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch seine Verwendung als Mehrleiterfilter, insbesondere als Interdigital-, Kammleitungs- oder Haarnadelfilter.

5 Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersystem, bestehend aus
n parallelen Streifenleitern

Die Erfindung betrifft ein Mikrowellen-Microstrip-Mehr-
leitersystem, bestehend aus n parallelen Streifenleitern,
10 die die Länge l und untereinander gegebenenfalls unter-
schiedliche Breitenabmessungen haben und die weiterhin
untereinander in gegebenenfalls unterschiedlichen Ab-
ständen auf der Oberseite eines Substrates angeordnet
sind, dessen Unterseite mit einer Massemetallisierung
15 versehen ist.

Mikrowellen-Microstrip-Mehrleitersysteme der vorgenann-
ten Art sind beispielsweise in Aufsätzen beschrieben, die
dem beigefügten Literaturverzeichnis entnommen werden
20 können. Im einzelnen sind dort entweder allgemeine Mehr-
leitersysteme oder auch deren Anwendungsformen, bei-
spielsweise als Richtungskoppler oder Mikrowellenfilter,
angegeben. Charakteristische Ausführungsbeispiele aus
diesen Literaturstellen sind anhand der nachfolgenden
25 Figuren 1 bis 12 noch im einzelnen erläutert. Es wird
dabei auf entkoppelte Leistungsteiler-Viertore (Zweilei-
terrichtkoppler und Vierleiter-Interdigitalkoppler),
auf parallelgekoppelte Resonatorbandfilter, auf Inter-
digitalfilter, Kammleitungsfilter, Haarnadelfilter aus
30 elektromagnetisch gekoppelten Mehrleiteranordnungen, im
einzelnen eingegangen. Die bei solchen Schaltungen auf-
tretenden Schwierigkeiten sind ebenfalls im einzelnen
mit angegeben.

35 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, für den Auf-
bau solcher Mikrowellenbauelemente in micro strip-

Leitungstechnik verbesserte Lösungsmöglichkeiten anzugeben, insbesondere dahingehend, daß bei dem allgemeinen Mehrleitungssystem die Phasengeschwindigkeiten der Eigenwellen aneinander angeglichen werden und so die

5 elektrischen Eigenschaften der damit aufgebauten Richtkoppler und Filter an die idealisierten Eigenschaften von mit verkoppelten TEM-Mehrleitersystemen aufgebauten Komponenten heranzukommen, insbesondere, daß bei

10 Richtkopplern (Zweileiterkoppler wie auch Mehrleiter-Interdigitalkoppler) die idealen Eigenschaften von TEM-Kopplern erreicht oder angenähert werden; weiterhin werden die Herstellbarkeit verbessert und die Dämpfung sowie die Exemplarstreuung verringert, dadurch, daß die

15 erfindungsgemäße Anordnung mit größeren Leiterbreiten und Spaltbreiten arbeitet; das wiederum bedeutet, daß bei gleicher Spaltbreite Richtkoppler mit stärkerer Verkopplung aufgebaut werden können.

Ausgehend von den einleitend genannten Mikrowellen-

20 Microstrip-Mehrleitersystemen, wird diese Aufgabe erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß auf der Unterseite des Substrates ein aus m weiteren parallelen Streifenleitern bestehendes Massemehrleitersystem mit gegebenenfalls unterschiedlichen Breiten angeordnet ist, daß die-

25 se weiteren Streifenleiter etwa die Länge l haben und an den Enden parallelgeschaltet sind und sich auf Massepotential befinden und untereinander bzw. zur restlichen Massemetallisierung durch Spalte getrennt sind.

30 In den Unteransprüchen sind vorteilhafte Ausgestaltungen angegeben.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der beigefügten Zeichnungen noch näher erläutert.

Es sind in den Fig. 1 bis 12 bekannte Ausführungsformen im Prinzip dargestellt, im einzelnen zeigt

- Fig. 1 ein allgemeines Leistungsteilerviervortor,
- 5 Fig. 2 ein parallelgekoppeltes Resonator-Bandfilter, prinzipieller Aufbau,
- Fig. 3 ein Interdigitalfilter, prinzipieller Aufbau,
- Fig. 4 ein Kammleitungsfilter, prinzipieller Aufbau,
- Fig. 5 ein Haarnadelfilter, prinzipieller Aufbau,
- 10 Fig. 6 einen Microstripleitungs-Richtkoppler
 - a) Struktur auf Substratoberseite
 - b) Querschnitt A-A',
- Fig. 7 einen Vierleiterinterdigitalkoppler in Microstripleitungstechnik
 - 15 a) Struktur auf Substratoberseite
 - b) Querschnitt A-A',
- Fig. 7-1 einen Koppler mit symmetrisch unter den Streifenleitern angebrachtem Masseschlitz s_m ,
 - 20 a) Zweileiterkoppler
 - b) Vierleiter-Interdigitalkoppler,
- Fig. 8 einen Dreileiterinterdigitalkoppler in Microstripleitungstechnik, schematisch
 - a) Zusammenschaltung der Streifenleiter
 - b) Leitungsquerschnitt A-A',
- 25 Fig. 9 einen Fünfleiterinterdigitalkoppler in Microstripleitungstechnik, schematisch
 - a) Zusammenschaltung der Streifenleiter
 - b) Leitungsquerschnitt A-A',
- Fig. 10 Sechseiterinterdigitalkoppler in Microstripleitungstechnik, schematisch
 - 30 a) Zusammenschaltung der Streifenleiter
 - b) Leitungsquerschnitt A-A',
- Fig. 11 ein parallelgekoppeltes Resonatorbandfilter in Microstripleitungstechnik, Substratoberseitenstruktur,
- 35

Fig. 12 ein allgemeines Microstrip-n-Leitungssystem, herkömmliche Ausführung.

Erfindungsgemäße Ausführungsformen sind in den Fig. 13 bis 19 dargestellt, im einzelnen zeigt

- Fig. 13 ein allgemeines Microstrip-n-Leitungssystem
- a) Leitungsquerschnitt
 - b) Substratunterseitenstruktur, Version 1
 - c) Substratunterseitenstruktur, Version 2,
- Fig. 14 eine Variante des Microstrip-n-Leitungssystems mit Gehäuseboden B auf Massepotential, Leitungsquerschnitt,
- Fig. 15 eine Anwendung des Microstrip-n-Leitungssystems für Zweileiterkoppler mit vergrößertem Koppelspalt s und Kompensation
- a) Leitungsquerschnitt
 - b) Leiterstruktur auf Substratoberseite (durchgezogen) und Substratunterseite (strichliert),
- Fig. 16 eine Variante von Fig. 15, aber ohne seitliche Masseflächen
- a) Leitungsquerschnitt
 - b) Substratunterseiten-Leiterstruktur,
- Fig. 17 eine Anwendung des Microstrip-n-Leitungssystems für Vierleiter-Interdigitalkoppler mit vergrößerten Koppelspalten s
- a) Leitungsquerschnitt
 - b) Leiterstruktur auf Substratunterseite,
- Fig. 18 eine Variante von Fig. 17, aber ohne seitliche Masseflächen
- a) Leitungsquerschnitt
 - b) Leiterstruktur auf Substratunterseite,
- Fig. 19 die Zusatzbeschaltung des Koppelabschnittes von Interdigitalkopplern zur Kompensation un-

terschiedlicher Phasengeschwindigkeiten der
Gleichtakt- und Gegentaktwellen

- a) Beschaltung mit Koplanarleitungen D_1 , D_2
- b) Beschaltung mit Kapazität C_D .

5

Im einzelnen ist folgendes zu berücksichtigen.

- a) Entkoppelte Leistungsteilerviertore /1/ (Richtkoppler nach Fig. 1.

10

Speist man bei diesen Viertoren eine Leistung P_1 an Tor 1 ein, so wird diese in zwei Anteile $P_2 = (1 - k^2) P_1$ und $P_3 = k^2 P_1$ aufgeteilt, während Tor 4 mit $P_4 = 0$ entkoppelt bleibt. Das Übertragungsverhalten ist symmetrisch zu den beiden Symmetrieebenen S_1 und S_2 . An allen vier Toren ist der Wellenwiderstand Z_0 wirksam. Für technische Anwendungen ist zum einen der schwach verkoppelte Richtkoppler (z.B. 10-dB-Koppler mit $k^2 = 0,1$; 20-dB-Koppler mit $k^2 = 0,01$) für Monitorzwecke und zum anderen der Richtkoppler mit gleicher Leistungsaufteilung, d.h. $k^2 = 0,5$ (3-dB-Koppler) zum Aufbau von Mischern, Phasenschiebern, Transistorverstärkern wichtig.

15

20

25

- b) Parallelgekoppelte Resonator-Bandfilter /2/ nach Fig.2.

Diese Bandfilter bestehen aus einer Kettenschaltung von p Richtkopplerviertoren (Koppelabschnitten) $KA_1 \dots KA_p$ an den jeweiligen Toren 1 und 4 eines jeden Koppelabschnitts (Torzuordnung zum Übertragungsverhalten wie bei Fig. 1), während die restlichen zwei Tore 2, 3 leerlaufen (L in Fig. 2). Bei richtiger Dimensionierung der einzelnen Koppelabschnitte besitzt die Anordnung zwischen den Toren A und B Bandfiltereigenschaften.

30

- c) Interdigitalfilter (Fig. 3), Kammleitungsfilter (Fig. 4) und Haarnadelfilter (Fig. 5) aus elektromagnetisch gekoppelten Mehrleiteranordnungen /2/.

35

Diese Filter sind aus einer allseitig elektromagnetisch gekoppelten, i.a. in einer Ebene liegenden Anordnung von n Leitern gleicher Länge l und gemeinsamer Masse aufgebaut und unterscheiden sich nur durch die Art der Zusammenschaltung der Leiterenden zur Realisierung des Filterzweiges zwischen den Toren A und B: Beim Interdigitalfilter (Fig. 3) sind die Leiter abwechselnd an den Enden leerlaufend bzw. kurzgeschlossen gegen Masse, beim Kammleitungsfilter (Fig. 4) befinden sich Leerläufe und Kurzschlüsse jeweils auf der gleichen Seite der Leiter, beim Haarnadelfilter (Fig. 5) sind jeweils zwei benachbarte Leiter an abwechselnden Seiten unter jeweiligem Überspringen eines Zwischenraums miteinander verbunden.

15

Der Aufbau der vorstehend beschriebenen Mikrowellenbauelemente in Microstripleitungstechnik wurde bisher folgendermaßen gelöst:

20 a) Entkoppelte Leistungsteilerviertore (Richtkoppler).

Für geringe Verkopplung, also $k^2 \ll 0,5$, wird der Richtkoppler durch zwei parallellaufende Streifenleiter L_1, L_2 der Länge l auf der Oberseite des Substrats S (Fig. 6a) und eine ganzflächige Metallisierung M auf der Substratunterseite, wie es der in Fig. 6b dargestellte Querschnitt zeigt, realisiert [3,4]. Der Nachteil dieser Anordnung ist, daß am "entkoppelten" Tor 4 nennenswerte Leistungen austreten (schlechte Richtschärfe oder Directivity der Anordnung) und daß für enge Verkopplungen, z.B. $k^2 = 0,25$, sehr kleine, technisch schwierig realisierbare Koppelspalten s (Fig. 6b) notwendig sind. Bei üblichen 0,635 mm dicken Al_2O_3 -Keramiksubstraten ($\epsilon_r \approx 10$) läßt sich mit dieser Anordnung bei einem üblichen Wellenwiderstand von 50 Ω kein 3-dB-Koppler herstellen, da die hierzu notwendige Spaltenbreite $s \approx 0,007$ mm nicht fertigbar ist.

35

Zur Realisierung starker Verkopplung, insbesondere zur Realisierung des 3-dB-Kopplers ($k^2 = 0,5$), sind verschiedene von dem gekoppelten Leitungspaar abweichende Sonderbauformen gebräuchlich, von denen hier
 5 der Interdigitalkoppler nach Fig. 7 bis Fig. 10 betrachtet wird.

Der Interdigitalkoppler /5-7/ besteht aus einer Anordnung von n Streifenleitern $L_1, L_2 \dots L_n$ der Breiten
 10 $w_1, w_2 \dots w_n$, die in den Abständen $s_1, s_2 \dots s_{n-1}$ auf der Substratoberseite nebeneinander auf eine Länge l verlaufen und an ihren Enden abwechselnd parallelgeschaltet sind, so daß ein Viertor mit den Toren 1 ... 4 entsteht, und aus einer ganzflächigen Massemetallisierung M auf der Substratunterseite. Die technisch ge-
 15 bräuchlichste Bauform ist der in Fig. 7 gezeigte Vierleiterinterdigitalkoppler mit $n = 4$, $w_1 = w_2 = w_3 = w_4$, $s_1 = s_2 = s_3$. Die Parallelschaltung der jeweils nicht benachbarten Streifenleiter wird durch Leiterbahnen und
 20 Drahtbrücken realisiert, wie in Fig. 7a gezeigt. In Fig. 8a, 9a, 10a ist die Parallelschaltung der Leiter L_1 bis L_3 bzw. L_1 bis L_5 bzw. L_1 bis L_6 hingegen nur symbolisch dargestellt. Die Zuordnung der Torbenummerung der Koppler von Fig. 7 bis 10 zum Übertragungsverhalten entspricht der von Fig. 1. Bei dem technisch
 25 weitaus bedeutendsten Vierleiterinterdigitalkoppler von Fig. 7 sind für eine Koppeldämpfung von 3 dB bei einem Wellenwiderstand $Z_0 = 50 \Omega$ und 0,635 mm dickem Al_2O_3 -Keramiksubstrat ($\epsilon_r \approx 10$) eine Spaltbreite von
 30 $s_1 = s_2 = s_3 \approx 0,050$ mm und eine Leiterbreite von $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = w \approx 0,065$ mm notwendig. Da beides etwa an der unteren Fertigbarkeitsgrenze liegt, sind geringe Fertigungsausbeute, starke Streuung der elektrischen Kopplereigenschaften und schwierige Herstell-
 35 barkeit der Drahtbrücken die Folge. Wegen dem kleinen w hat der Koppler hohe Leiterverluste.

Eine bereits bekannte Lösung zur Erhöhung der Koppelspaltbreite bei gleicher Verkopplung in Form des in Fig. 7-1a gezeigten symmetrisch unter dem Streifenleiterpaar liegenden Spalts S_m mit darunterliegender, in kleinem Abstand e vom Substrat befindlicher Masseelektrode B nach /8/ besitzt verschiedene Nachteile: Erstens wird der Hauptfeldenergieanteil in Bereiche links und rechts außerhalb des Streifenleiterpaares gezogen. Das bewirkt eine erhöhte parasitäre Verkopplung mit Nachbarleitungen und wegen der inhomogenen Stromverteilung in allen Leitern eine erhöhte Leiterdämpfung. Zweitens gehen die Herstellungstoleranzen des Gehäusebodenabstandes e in die Kopplerparameter ein. Drittens entstehen an den Anschlußstellen an den Koppelabschnittenden starke Anschlußfelddiskontinuitäten wegen der großen Abweichung der Feldbilder von Koppelabschnitt und Anschluß-Microstripleitungen. Das gleiche gilt auch für den in Fig. 7-1b gezeigten, von /7,9/ bekannten Vierleiterinterdigitalkoppler mit symmetrisch unter den Streifenleitern liegendem Masseschlitz S_m und auf Massepotential liegenden Gehäuseboden B in kleinem Abstand e vom Substrat.

b) Parallelgekoppelte Resonatorbandfilter /2/.

Diese in Fig. 2 allgemein dargestellten Filter realisiert man in Microstripleitungstechnik als Kaskadierung von Microstrip-Zweileiterkoppelabschnitten nach Fig. 6, wie es in Fig. 11 gezeigt ist, wobei die Rückseite des Substrats ganzflächig metallisiert ist. Wegen der technologisch auf einen minimalen Wert von etwa 0,050 mm begrenzten Spaltbreite wird die maximal erreichbare Bandbreite dieser Filter begrenzt. Aufgrund der diesen Microstrip-Koppelabschnitten KA_1 bis KA_p (Fig. 11) immanenten Abweichung der Phasengeschwindigkeiten der Gleichtakt- und Gegentaktwelle entstehen Unregelmäßigkeiten in den Frequenzverläufen der Durchgangs- und Sperrdämpfungen.

c) Interdigital-, Kammleitungs- und Haarnadelfilter /2/

Diese in Fig. 3 bis Fig. 5 allgemein dargestellten Filterarten realisiert man in Microstripleitungstechnik mit Hilfe der in Fig. 12 gezeigten allgemeinen Anordnung von n Streifenleitern $L_1, L_2 \dots L_n$ auf der Oberseite eines unterseitig ganzflächig mit Masse M metallisierten Substrats S . Auch hier wird die maximal erreichbare Bandbreite des Filters durch die minimale technologisch noch realisierbare Koppelspaltbreite s_1 (in Dünnschichttechnik $s_{1,\min} \approx 0,050 \text{ mm}$) begrenzt.

Gemäß der Erfindung wird folgendermaßen vorgegangen:

a) Allgemeine erfindungsgemäße Mehrleiteranordnung für Richtkoppler und Filter.

Die generelle Form der Erfindung besteht in einem Ersatz der in Fig. 12 gezeigten Mehrleiteranordnung mit ganzflächiger Massemetallisierung durch die in Fig. 13 gezeigte Mehrleiteranordnung mit durch Längsschlitze $g_1, g_2 \dots g_{m+1}$ unterbrochener Massemetallisierung, wobei auch gemäß Fig. 14 der ebenfalls auf Massepotential befindliche Gehäuseboden B so nahe (Abstand e) an die Substratunterseite herangeführt werden kann, daß er die Kapazitätsbeläge zwischen den Streifenleitern $L_1, L_2 \dots L_n$ und Masse nennenswert beeinflusst. Dieser Ersatz des herkömmlichen Mehrleitersystems kann bei den in Fig. 3 bis Fig. 5 gezeigten Mehrleiterbandfiltern, bei dem in Fig. 6 gezeigten Zweileiterrichtkoppler und bei den in Fig. 7 bis Fig. 10 gezeigten Interdigitalkopplern und auch bei dem in Fig. 11 gezeigten Bandfilter durchgeführt werden. Das neuartige n -Leitungssystem nach Fig. 13 und Fig. 14 besteht aus n parallelen Streifenleitern $L_1, L_2 \dots L_n$ der Länge l (Breite $w_1, w_2 \dots w_n$, Abstände $s_1, s_2 \dots s_{n-1}$) auf der Oberseite eines Sub-

strats und aus m Streifenleitern $A_1, A_2 \dots A_m$ (Breiten $b_1, b_2 \dots b_m$) der ungefähren Längen l , unterhalb der von den Leitern $L_1 \dots L_n$ eingenommenen Fläche. Die Leiter $L_1 \dots L_n$ können an ihren Enden beliebig untereinander oder gegen Masse verschaltet sein, um Richtkoppler, Filter etc. zu bilden. Die Leiter $A_1 \dots A_m$ sind an ihren Enden alle parallelgeschaltet und befinden sich alle auf Massepotential. Es ist $n \geq 2, m \geq 1$. Eine mögliche Anordnung der Massestreifen ist in Fig. 13b gezeigt, wobei auch gemäß Fig. 14 der Gehäuseboden im Abstand e dazukommen kann. Eine Variante, bei der sich die Mehrleiteranordnung auf einem Substrat mit mehreren Komponenten befindet, zeigt Fig. 13c. Hier sind die äußeren Massestreifen A_1 und A_m durch Spalte g_1, g_{m+1} von der restlichen Massemetallisierung getrennt, wobei man g_1, g_{m+1} im allgemeinen so groß macht, daß nur ein vernachlässigbarer Anteil der von den Streifenleitern $L_1 \dots L_n$ ausgehenden elektrischen Felder auf den Masseaußenkanten der Spalte g_1, g_{m+1} landen. Damit wird die Verkopplung der Mehrleiteranordnung zur benachbarten Schaltungsteilen gering gehalten. Eine Abschrägung um den Winkel α kann vorgenommen werden.

Die Wirkungsweise und die Vorteile der neuen Mehrleiteranordnung ergeben sich folgendermaßen: Es wird vorausgesetzt, daß zum Aufbau eines Richtkopplers oder Filters eine Mehrleiteranordnung realisiert werden soll, die durch Koppelkapazitätsbeläge C_{ij} zwischen den Streifenleitern L_i, L_j und durch Massekapazitätsbeläge C_{ii} jeweils zwischen dem Streifenleiter i und Masse charakterisiert ist. Bei der herkömmlichen Konfiguration von Fig. 12 sind hierfür bestimmte Leiterbreiten w_i und Spaltbreiten s_i notwendig, wobei das technische Problem vielfach darin besteht, daß unrealisierbar kleine Werte von w_i und s_i gefordert werden. Durch das Einziehen der Massespalte $g_1 \dots g_m$ tritt ein Teil des elektrischen Feldes zwischen den Streifenleitern $L_1, L_2 \dots L_n$ und

Masse in den Luftraum unterhalb des Substrats aus und die Massekapazitätsbeläge C_{ii} verringern sich. Um sie wieder auf den ursprünglichen Wert zu erhöhen, muß man die Leiterbreite w_i größer machen. Damit steigen aber
5 die Koppelkapazitätsbeläge C_{ij} . Um diese wieder auf den alten Wert zu erniedrigen, muß man die Koppelspaltbreiten s_i vergrößern. Somit lassen sich mit der neuen Anordnung (Fig. 13, 14) gleiche Kapazitätsbeläge C_{ij} , C_{ij} wie bei der alten Anordnung (Fig. 12), aber mit größeren
10 Leiterbreiten w_i und größeren Spaltbreiten s_i auf der Substratoberseite erreichen. Damit ist die neue Anordnung mit größerer Ausbeute zu fertigen. Die Toleranzen der elektrischen Eigenschaften der mit der neuen Anordnung aufgebeuten Richtkoppler und Filter werden
15 bei gegebenen Werten von Δw und Δs geringer. Die Drahtbrücken bei den in Fig. 7 bis Fig. 10 gezeigten Interdigitalkopplern sind wegen der größeren Bondweite einfacher anzubringen. Die Leiterverluste werden wegen der größeren Leiterbreite w_i geringer (die Wirkung der
20 w-Vergrößerung überwiegt im allgemeinen die Wirkung der Verringerung des Massestromquerschnitts durch die Spalte g_i). Umgekehrt lassen sich aber mit der neuen Anordnung von Fig. 13, 14, wenn man bis an die unteren technologischen Grenzen von w und s herangeht, größere
25 Koppelkapazitäten C_{ij} als mit der alten Anordnung von Fig. 12 realisieren, d.h. Richtkoppler (Fig. 6 bis 10) mit stärkerer Verkopplung und Filter (Fig. 2 bis 5, Fig. 11) mit größerer Bandbreite. Das Ausmaß der Vergrößerung der Leiterbreiten w_i und Spaltbreiten s_i bei
30 der neuen Anordnung (Fig. 13, 14) gegenüber der alten Anordnung (Fig. 12) läßt sich durch die Anzahl m und die Breiten $b_1 \dots b_m$ der einzelnen Massestreifen bzw. durch m und die Breiten $g_1 \dots g_{m+1}$ der einzelnen Massepalte sowie auch durch den Abstand e des Gehäusebodens
35 festlegen.

Neben dieser Vergrößerung der Leiterbreiten w_1 und Spaltbreiten s_1 zeigt die erfindungsgemäße Anordnung (Fig. 13, 14) eine weitere Wirkung, welche grundsätzlich die elektrischen Eigenschaften von Richtkopplern und Filtern dahingehend verbessert, daß "ideale" Eigenschaften, wie sie bei Verwendung reiner TEM-Leitungen entstünden, weitgehend erreicht werden. Das wird nachfolgend erläutert: Das herkömmliche Mehrleitersystem von Fig. 12 besitzt n Eigenwellen mit n voneinander verschiedenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten. Die Verschiedenheit dieser Geschwindigkeiten ist der Grund dafür, daß die Richtkoppler von Fig. 6 bis 10 nichtideale Eigenschaften besitzen, d.h. daß das im Falle reiner TEM-Leitungen ideal entkoppelte Tor 4 ($S_{41} = 0$) bei der Microstripanordnung nicht mehr entkoppelt ist ($|S_{41}| > 0$) und die Directivity $D = -20 \log (|S_{41}| / |S_{31}|)$ oft bis zum Wert Null absinkt. (Mit $S_{\mu\nu}$ ist hier das entsprechend zugehörige Element der Streumatrix bezeichnet). Eine Folge für die Filter der Fig. 2, 3, 4, 5 und 11 ist, daß ihre Durchlaß- und Sperreigenschaften von dem aus einer idealen TEM-Mehrleiteranordnung definierten Verhalten abweichen. Die Verschiedenheit der Eigenwellengeschwindigkeiten der herkömmlichen Anordnung von Fig. 12 läßt sich nun auch dadurch darstellen, daß die Quotienten $C_{ii}/C_{ii,o}$ und $C_{ij}/C_{ij,o}$ jeweils für alle i und j unterschiedliche Werte annehmen, wobei $C_{ii,o} = C_{ii}(\epsilon_r = 1)$ und $C_{ij,o} = C_{ij}(\epsilon_r = 1)$ ist. Insbesondere sind die $C_{ii}/C_{ii,o}$ im allgemeinen größer als die $C_{ij}/C_{ij,o}$. Durch die Einführung der Massespalte $g_1 \dots g_{m+1}$ in den neuen Anordnungen von Fig. 13, 14 werden nun die auf Masse landenden elektrischen Felder z.T. durch den Luftraum geleitet, was insbesondere bei nahem Boden nach Fig. 14 geschieht. Dadurch verringert sich $C_{ii}/C_{ii,o}$ und nähert sich den $C_{ij}/C_{ij,o}$ an. Das bewirkt eine Verbesserung der Richtkoppler-Directivity und eine stärkere Annähe-

rung der Filtereigenschaften an die für reine TEM-Mehrleiteranordnungen geltenden idealen Filtereigenschaften.

b) Anwendung speziell für Richtkoppler

5

Zum Aufbau von verbesserten Richtkopplern wird das neue Mehrleitersystem von Fig. 13, 14 auf die in Fig. 6 bis 10 gezeigte Weise in sich und mit den vier Anschlußklemmen 1, 2, 3 und 4 verbunden. Hier sind die beiden Effekte der Vergrößerung der Leiterbreiten w_1 und Spaltbreiten s_1 einerseits und der Annäherung der Eigenwellengeschwindigkeiten aneinander andererseits relevant. Die zweite Bedingung läßt sich hier für jede Richtkoppleranordnung auf andere Weise spezifisch formulieren: Jeder Richtkoppler läßt sich im Gleichtakt und Gegentakt erregen, wobei die erstere Erregungsform durch einen Kapazitätsbelag C_{even} und die letztere Erregungsform durch einen Kapazitätsbelag C_{odd} dargestellt wird. C_{even} und C_{odd} sind jeweils für jede Richtkopplerbauform auf unterschiedliche Weise von den C_{ii} , C_{ij} abhängig. Um ideale Richtkopplereigenschaften, gekennzeichnet durch die Streuparameter $S_{11} = 0$, $S_{41} = 0$ zu erreichen, müssen die Anzahl M und die jeweiligen Breiten $b_1, b_2 \dots b_m$ der Massestreifen $A_1 \dots A_m$ sowie der Bodenabstand e so dimensioniert werden, daß $C_{\text{even}}/C_{\text{even},o} = C_{\text{odd}}/C_{\text{odd},o}$ ist, wobei $C_{\text{even},o} = C_{\text{even}}(\epsilon_r = 1)$ und $C_{\text{odd},o} = C_{\text{odd}}(\epsilon_r = 1)$ ist.

Eine technisch interessante Ausführung eines symmetrischen Zweileiterkopplers mit dem neuen Mehrleitersystem nach Fig. 13, 14 für $n = 2$, $m = 1$, $w_1 = w_2$, zeigt Fig. 15. Durch richtige Dimensionierung der in Fig. 15a dargestellten Querschnittsabmessungen w, s, b, g, e lassen sich geforderte Werte der Verkopplung k , des Wellenwiderstands Z_0 sowie ideale Kopplereigenschaften $S_{11} = S_{41} = 0$ bei allen Frequenzen erreichen. Üblicherweise

ist g so groß zu wählen, daß die Felder an den äußeren Massekanten abgeklungen sind. Dadurch steigt die Entkopplung zu benachbarten Bauteilen. Eine Variante ist durch $e = \infty$ (ohne Einfluß des Gehäusebodens) gekennzeichnet. Hier lassen sich bestimmte Werte von k und Z_0 sowie ideale Kopplereigenschaften durch richtige Dimensionierung von w , s , b und g erreichen. Zwei weitere Varianten entstehen durch $g = \infty$ (Wegfall der äußeren Massemetallisierung) nach Fig. 16, jeweils für nahen Bodenabstand e und für großen Bodenabstand $e \rightarrow \infty$ mit vernachlässigbarer Wirkung auf die Felder.

Eine technisch interessante Ausführung eines Vierleiter-Interdigitalkopplers zeigt Fig. 17a in Querschnitt und Fig. 17b bezüglich der Substratrückseitenmetallisierung. Hierzu gehört die in Fig. 7a gezeigte Substratoberseitenstruktur. Auch hier kann durch richtige Dimensionierung der Querschnittsabmessungen w , s , b , g , e für den Fall $e < \infty$ bzw. w , s , b , g für den Fall $e = \infty$ die Verkopplung k , der Wellenwiderstand Z_0 sowie ideale Kopplereigenschaften erreicht werden. Auch hier wählt man g wie bei Fig. 15 so groß, daß die elektrischen Felder bei den äußeren Masserändern nahezu abgeklungen sind. Zwei weitere Varianten erhält man, wenn man die äußere Massemetallisierung überhaupt wegläßt (Fig. 18), in der Ausführung mit naehm Gehäuseboden (kleinem Abstand e) und großem Bodenabstand $e \rightarrow \infty$ mit vernachlässigbarem Einfluß auf die elektrischen Felder. In allen Fällen ist die Masseführung außerhalb des Bereiches des Koppelabschnitts so zu gestalten, daß der Massestreifen unter den Streifenleitern der Speiseleitungen breit genug ist, so daß diese sich als Microstripleitungen verhalten. Die Übertragungszone wird durch zweckmäßige Wahl der Anschrägung α in Fig. 15 bis 18 möglichst störungsarm gestaltet.

Gegenüber den in Fig. 7-1a,b gezeigten bekannten Koppelerlösungen haben die in Fig. 15 bis 18 gezeigten Kopp-

5 ler folgende Vorteile: Erstens befindet sich die Hauptfeldenergie unmittelbar unter den Streifenleitern. Dadurch wird die Verkopplung zu Nachbarleitungen in größeren Schaltungskomplexen niedrig gehalten. Insbesondere bei mäandrierten Kopplern für niedrige Frequenzen (im 100 ... 500 MHz-Bereich) kann man hier engen Mäanderabstand wählen und dadurch kleinen Flächenbedarf erreichen. Weiterhin ergibt sich wegen der nahezu homogenen Stromverteilung in den Streifenleitern und dem
 10 Masseleiter niedrige Leiterdämpfung. Da der Hauptanteil des Feldbildes der neuen Anordnung dem Microstripleitungs-Felddbild entspricht, bleiben die Anschlußdiskontinuitäten an den Enden des Koppelabschnitts gering. Des weiteren bleibt auch bei endlichem Gehäusebodenabstand
 15 der Einfluß der Herstellungstoleranzen Δe auf die Kopplereigenschaften geringer als bei Fig. 7-1a,b, da nur die Randstreufeldanteile auf den Gehäuseboden gelangen.

20 c) Zusätzliche Kompensationsmaßnahme bei Richtkopplern, insbesondere bei Interdigitalkopplern.

In manchen Fällen will man für $e = \infty$ die Massestreifenbreite b nicht so klein machen, wie es zur Erreichung idealer Kopplereigenschaften $S_{11} = S_{41} = 0$ notwendig wäre.
 25 Dann kann man aber trotzdem zumindest bei einer Frequenz ideale Kopplereigenschaften und bei vielen anderen Frequenzen eine wesentliche Verkleinerung von S_{11} und S_{41} erreichen, wenn man nach Fig. 19a ein zusätzliches Streifenleiterpaar D_1, D_2 der Länge l_D oder nach Fig. 19b
 30 eine Kapazität C_D an beiden Koppelabschnittenden anbringt. Das gilt für alle in Fig. 6 bis 10 gezeigten Koppler. Bei einer frei wählbaren Frequenz lassen sich bei richtiger Bemessung von l_D, w_D, s_D bzw. C_D ideale Kopplereigenschaften $S_{11} = S_{41} = 0$ erreichen.

6 Patentansprüche

19 Figuren

Literaturverzeichnis

- 5 /1/ B.M. Oliver: Directional electromagnetic couplers,
Proc. IRE 42 (1954) Nov., S. 1686-1692.
- /2/ G.L. Matthaei, L.Young, E.M.T. Jones: Microwave
filters, impedance matching networks, and coupling
structures. New York: McGraw-Hill, 1964.
- 10 /3/ T.G. Bryant, J.A. Weiss: Parameters of microstrip
transmission lines and of coupled pairs of micro-
strip lines. IEEE Trans. on Microwave Theory
Techn. MTT-16 (1968) Dec., S. 1021-1027.
- 15 /4/ H.E. Brenner: $\lambda/4$ -Richtkoppler in inhomogenem
Medium mit Abweichungen der Gleich- und Gegen-
taktparameter vom Idealwert, Frequenz 26 (1972)
Juni, S. 156-165.
- 20 /5/ J. Lange: Interdigitated stripline quadrature
hybrid. IEEE Trans. on Microwave Theory Techn.
MTT-17 (1972), S. 1150-1151.
- 25 /6/ J. Siegl, V. Tulaja, R. Hoffmann: General analysis
of interdigitated microstrip couplers. Siemens
Forschl. u. Entwickl. Ber. 10 (1982) 4, S. 228-236.
- 30 /7/ J. Siegl, R. Hoffmann, V. Tulaja: Calculated and
measured parameters of interdigitated microstrip
couplers. Siemens Forsch. u. Entwickl. Ber. 10
(1981) 5, S. 271-279.
- 35 /8/ Aikawa, M.: Microstrip Line Directional Coupler
with Tight Coupling and High Directivity. The Trans.
of the IECE of Jap. E60 (1977) 4, S. 206-207.

- /9/ Tajima, Y.; Kamihashi, S.: Multiconductor Couplers.
IEEE Trans. in Microwave Theory and Techn. MTT-26
(1978), 10, S. 795-801.

FIG 1

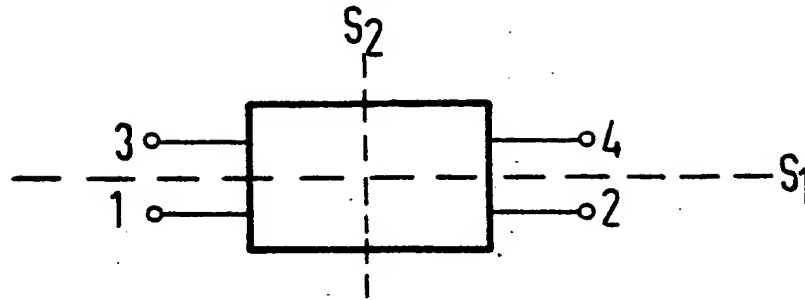


FIG 2

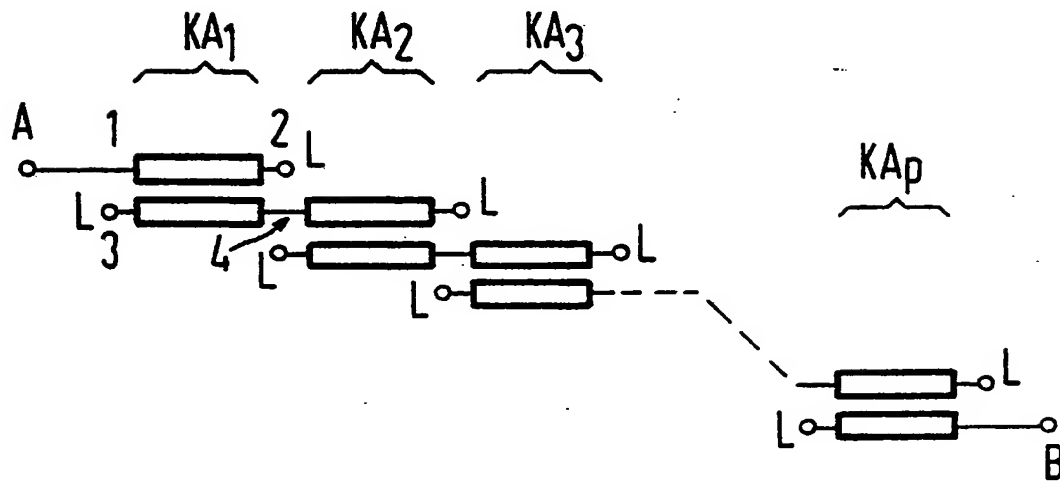


FIG 3

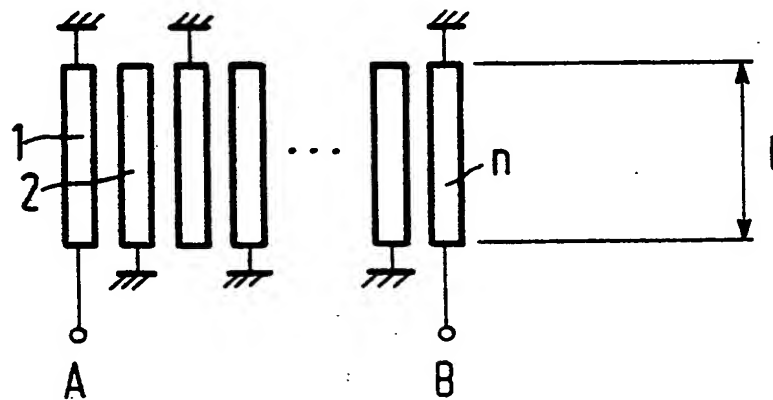


FIG 4

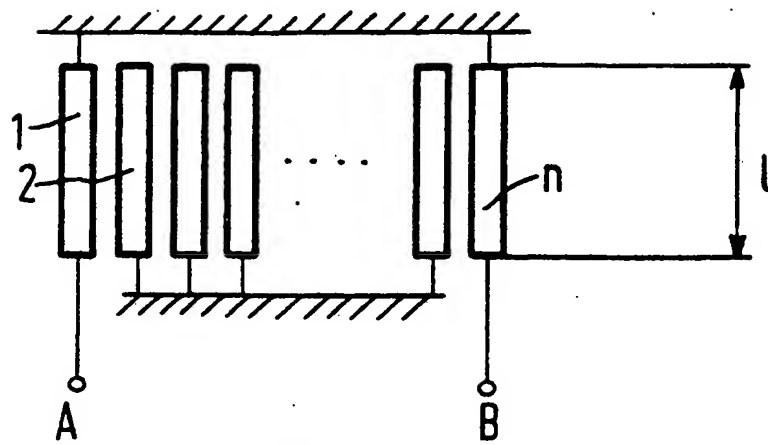


FIG 5

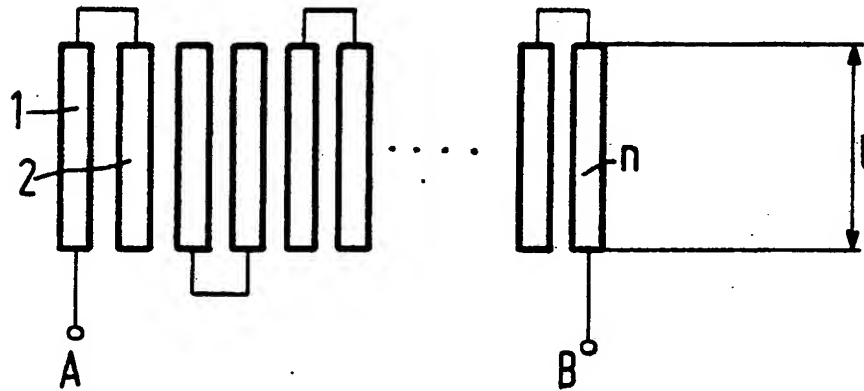


FIG 6a

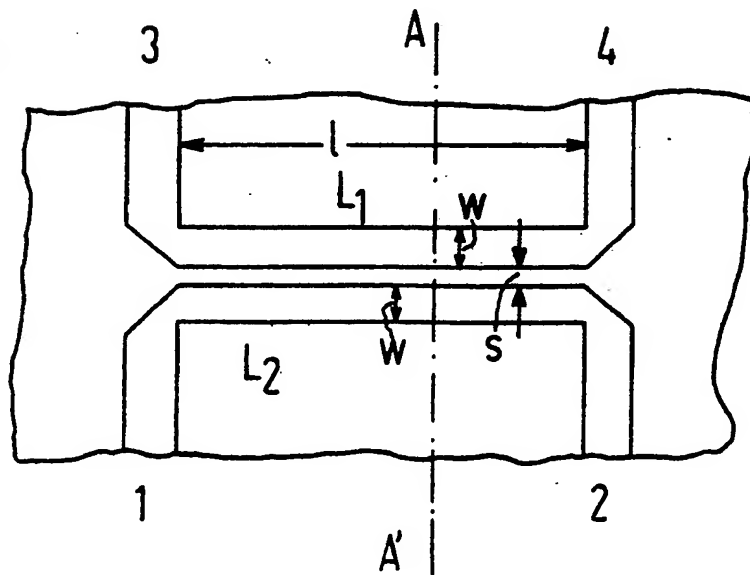


FIG 6b

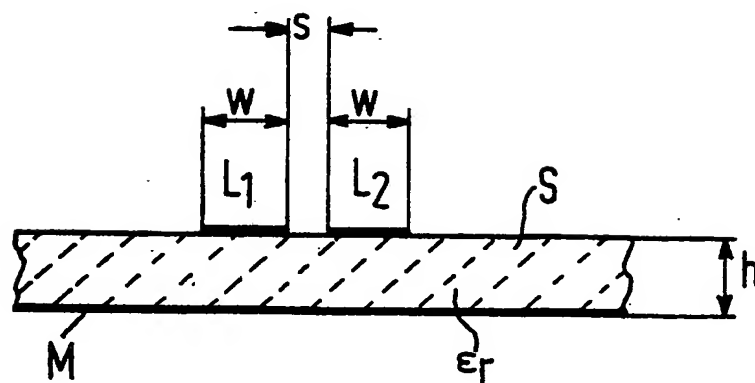


FIG 7a

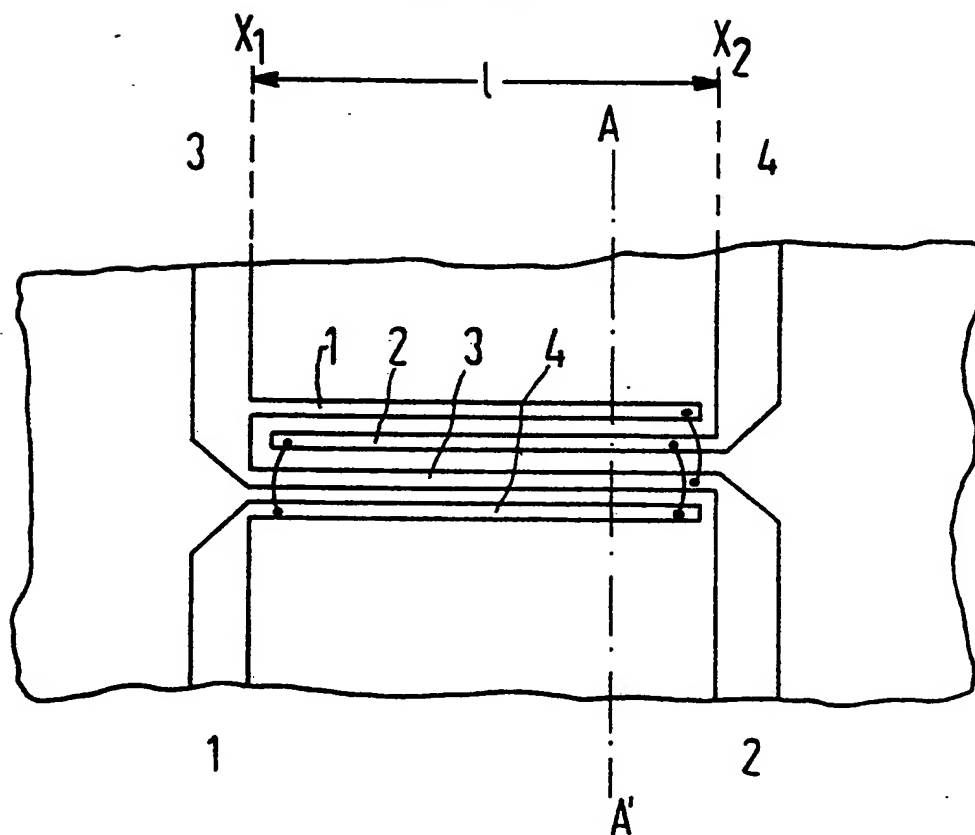


FIG 7b

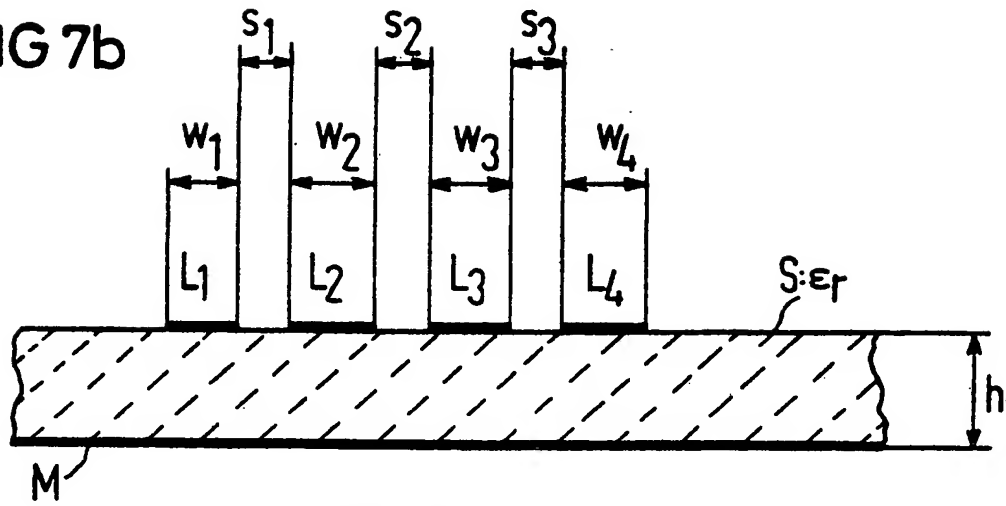


FIG 7-1a

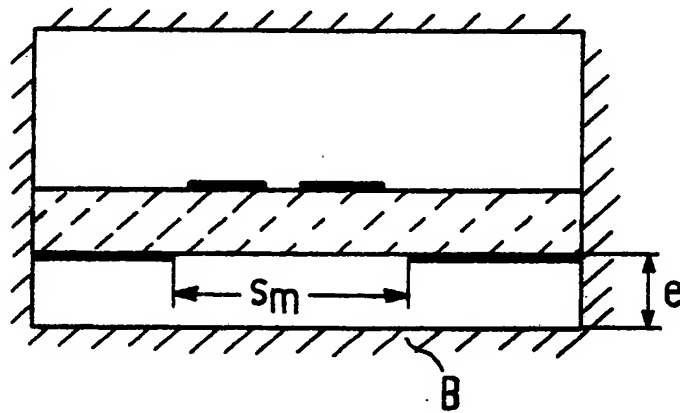


FIG 7-1b

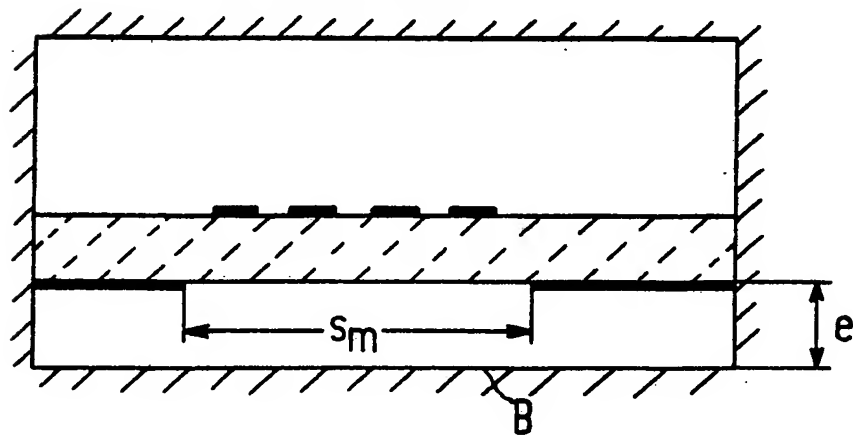


FIG 8a

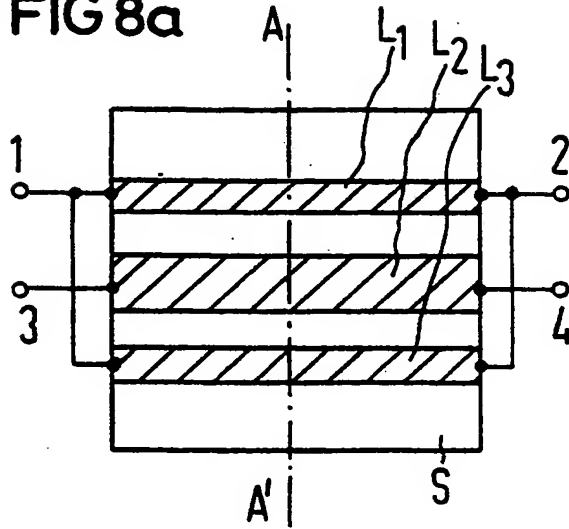


FIG 8b

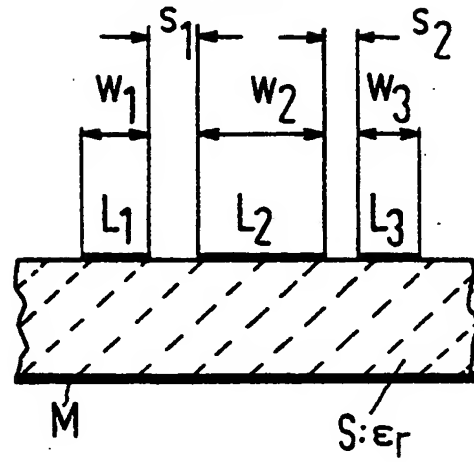


FIG 9a

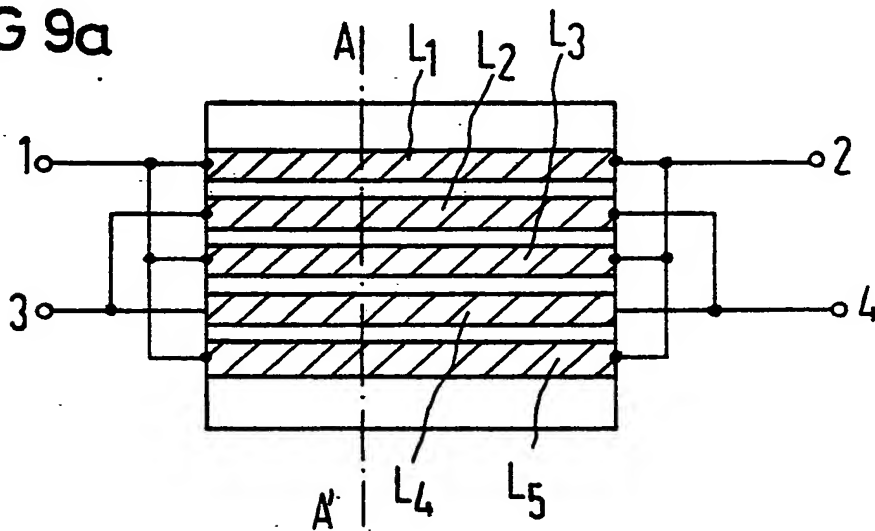


FIG 9b

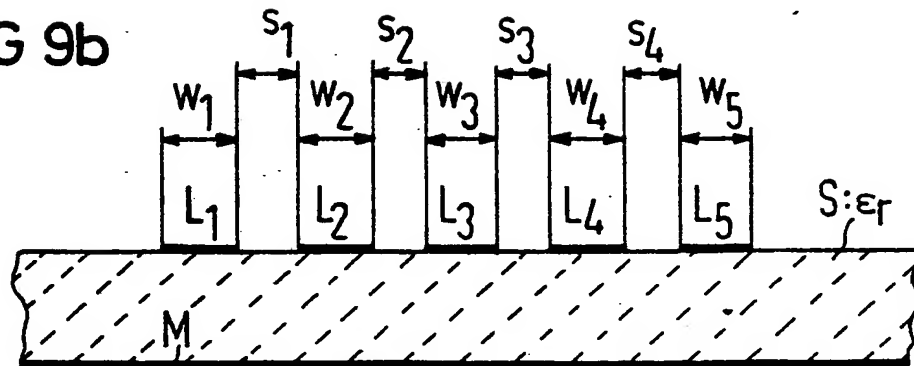


FIG 10a

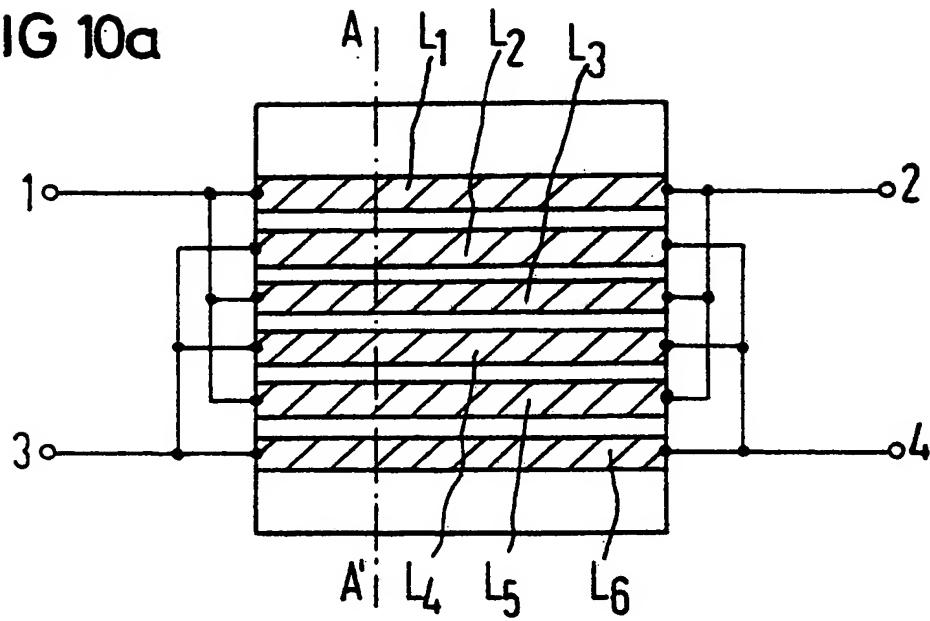


FIG 10b

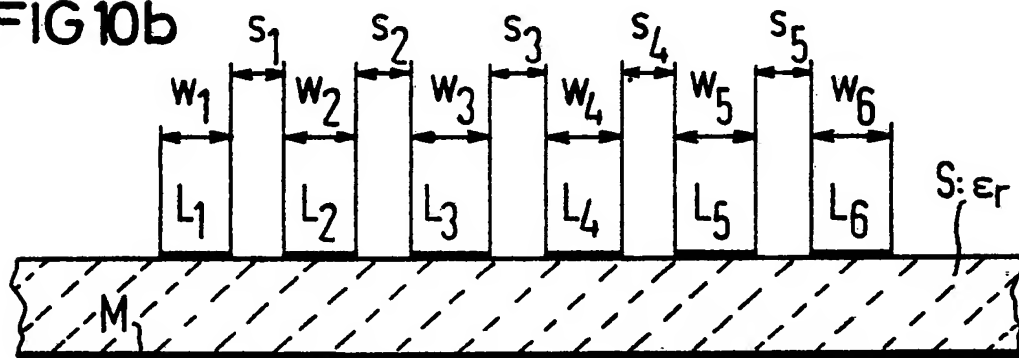


FIG 11

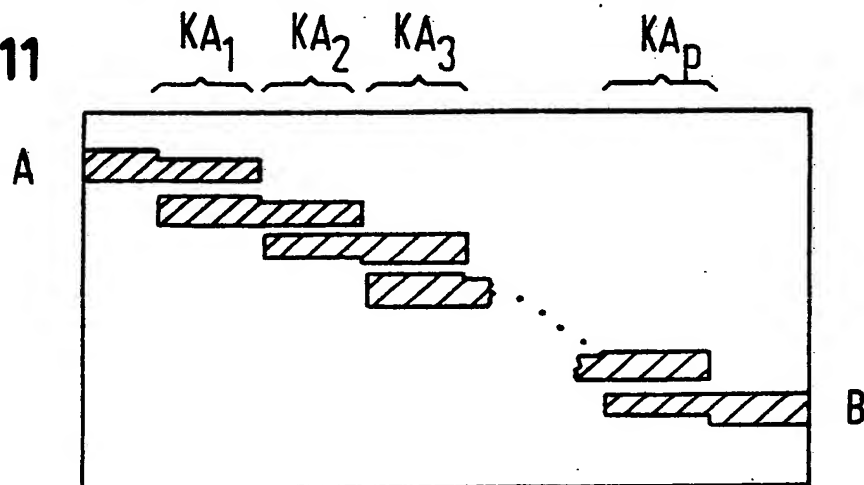


FIG 13a

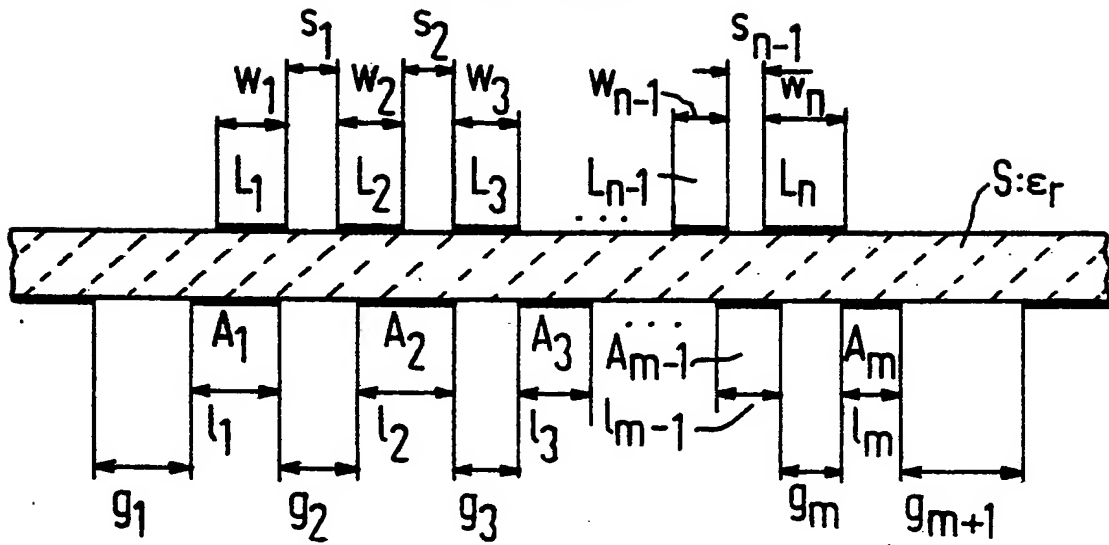


FIG 13b

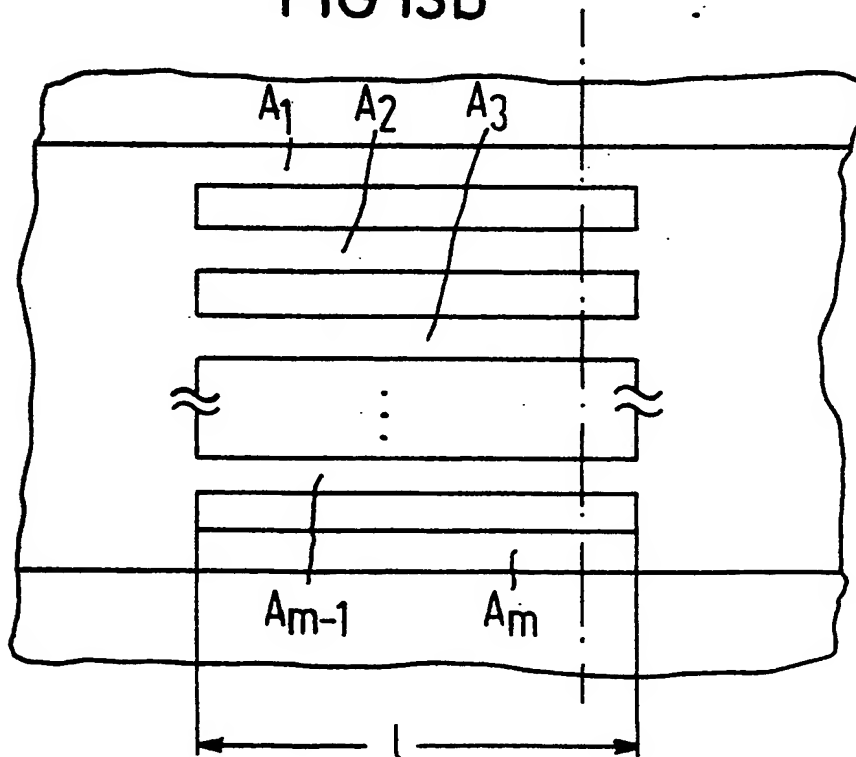


FIG 13c

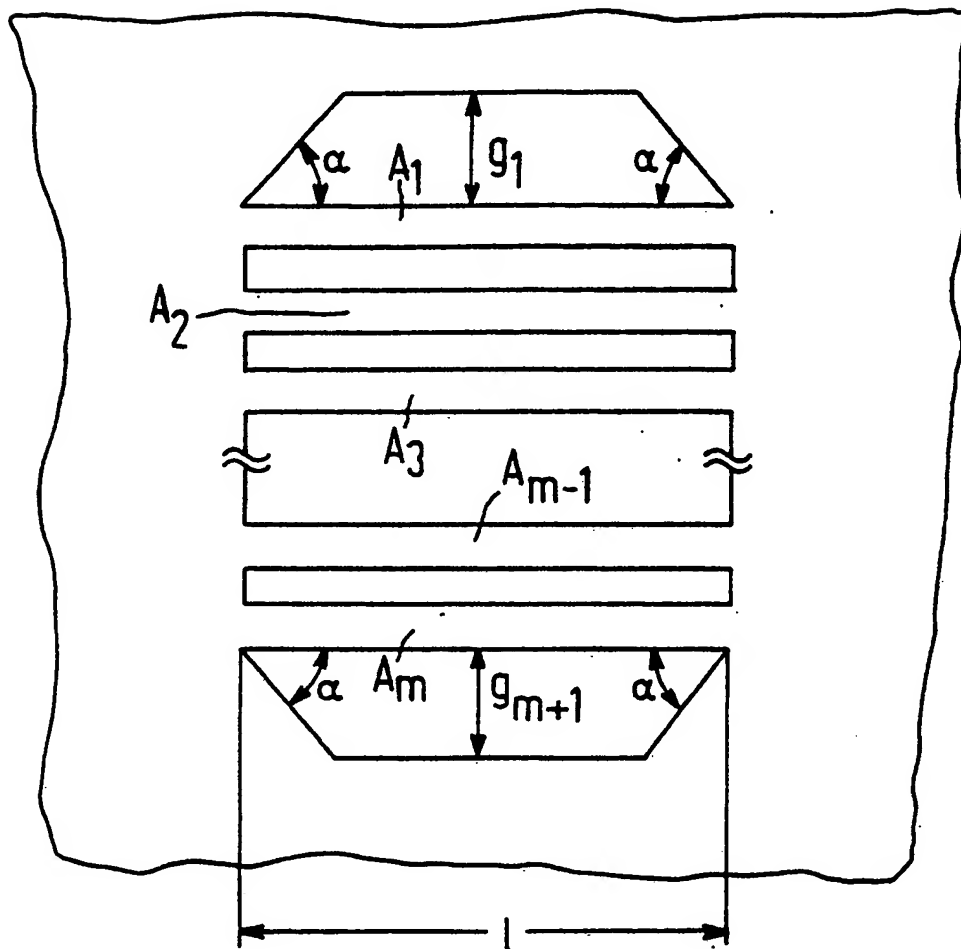


FIG 12

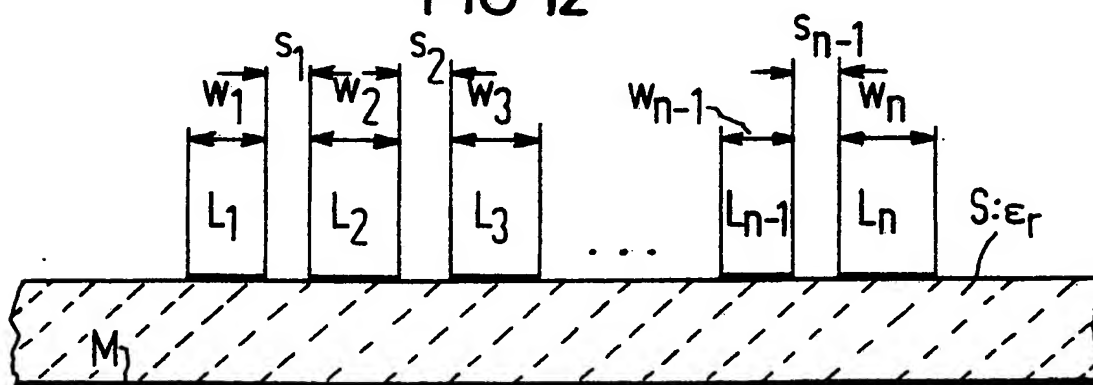


FIG 14

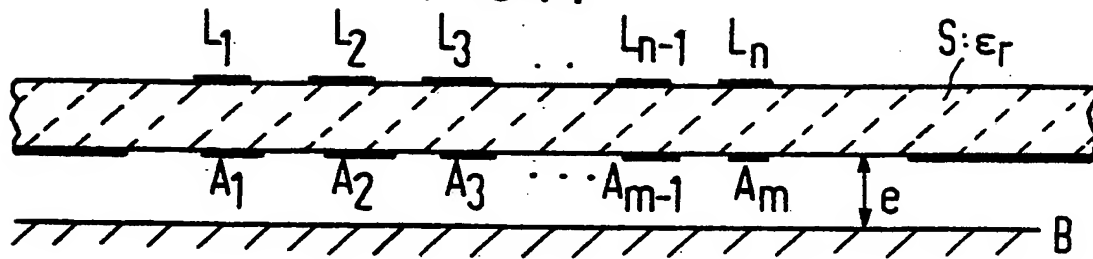


FIG 15a

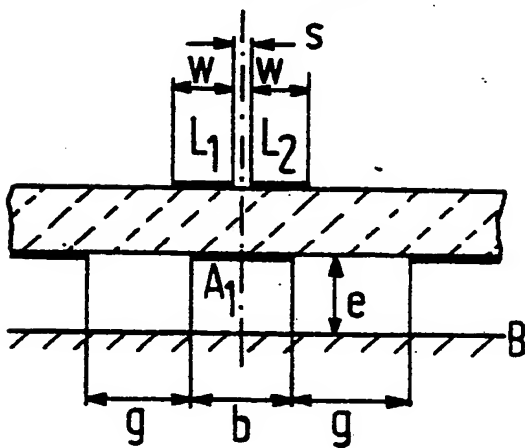


FIG 16a

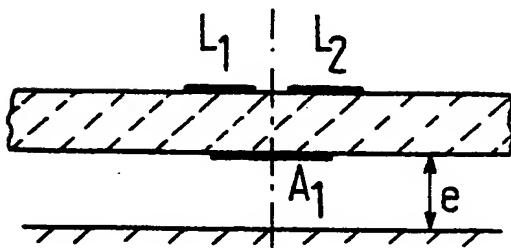


FIG 15b

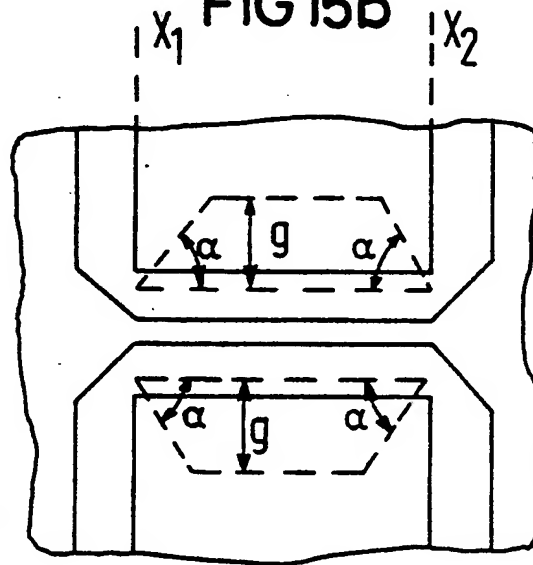


FIG 16b

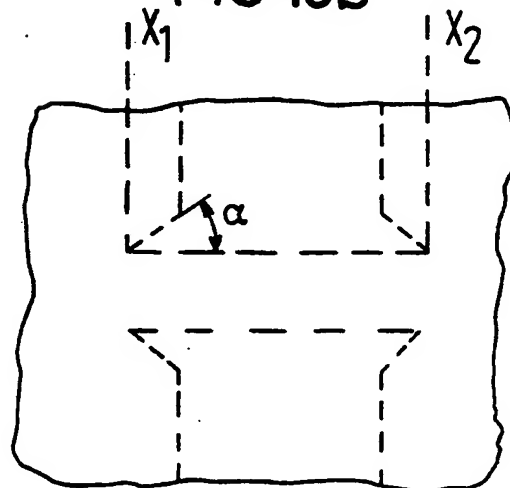


FIG 17a

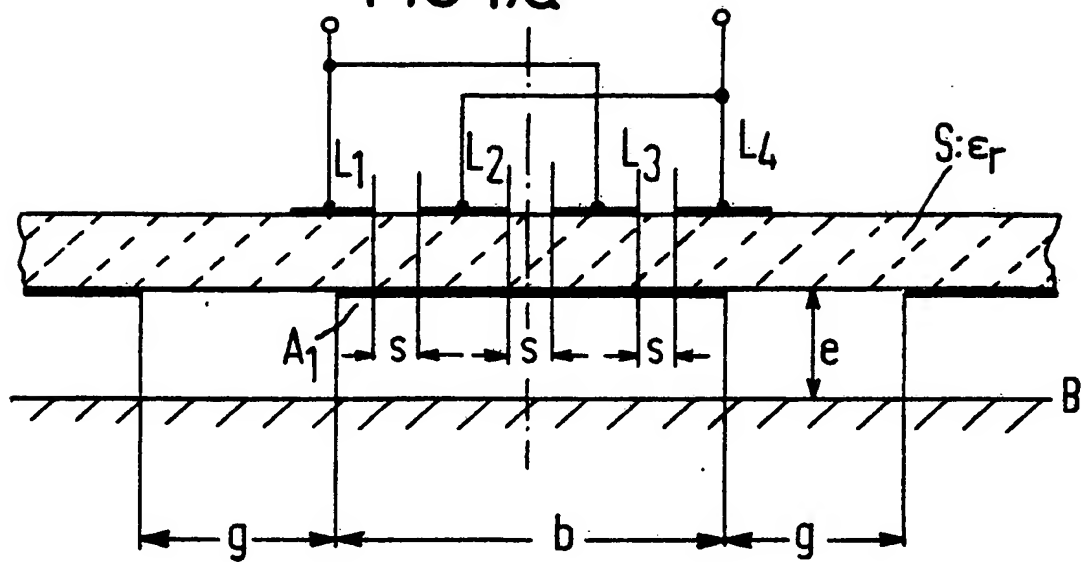


FIG 17b

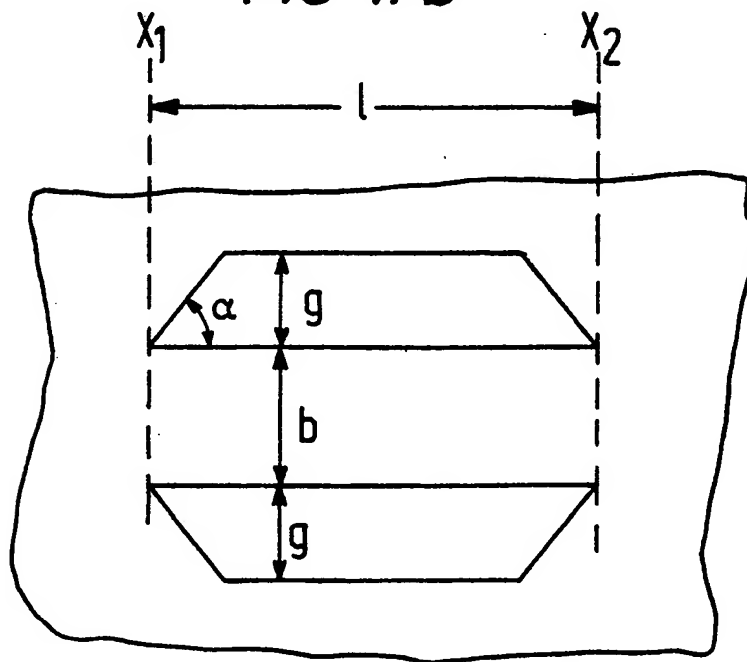


FIG 18a

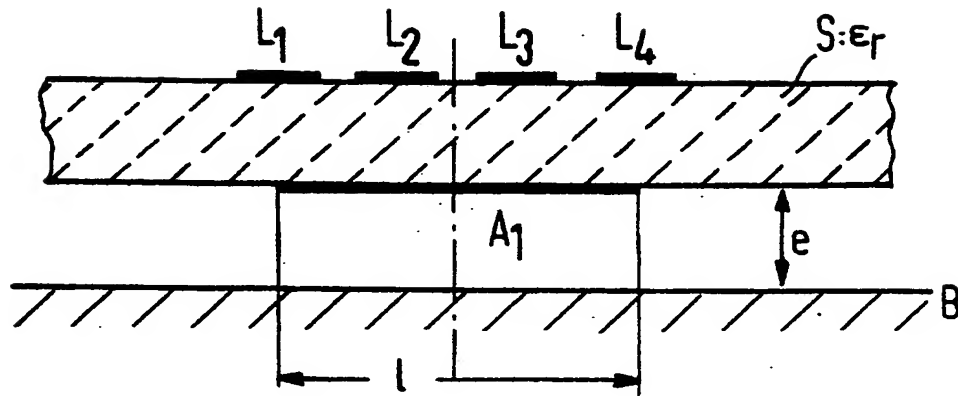


FIG 18b

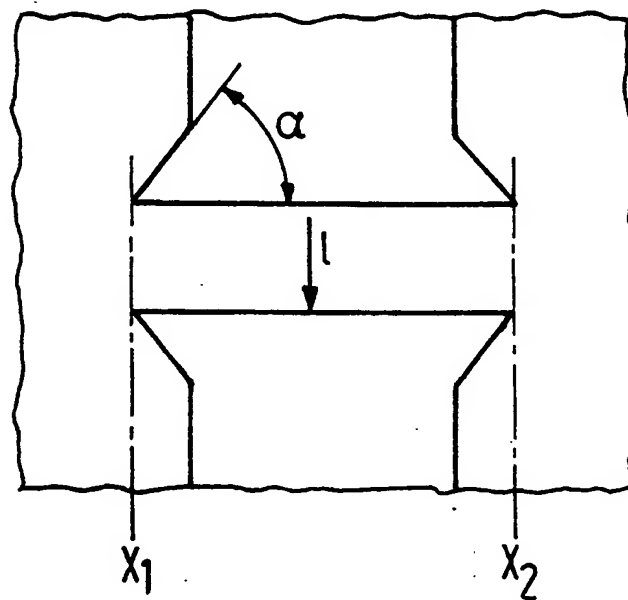


FIG 19a

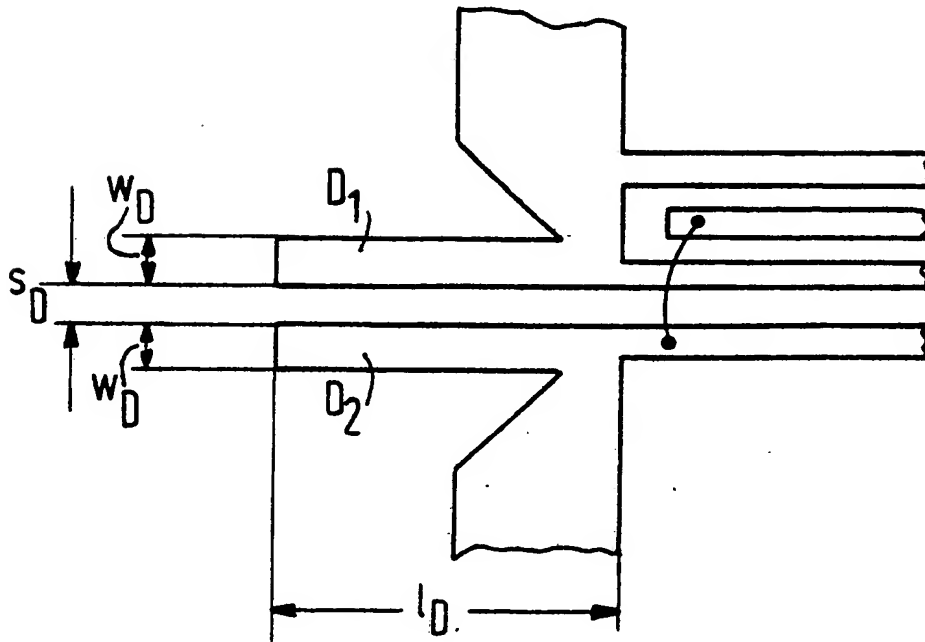
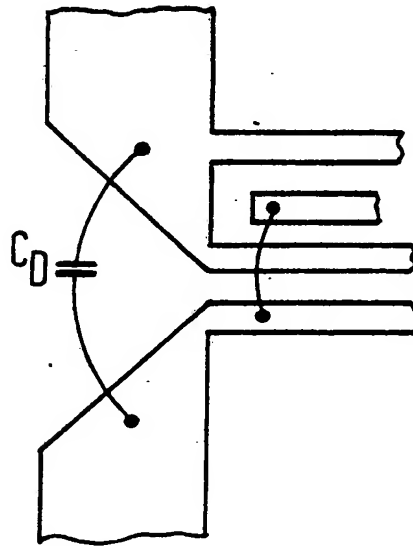


FIG 19b



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☒ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☒ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.